

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/EP05/050737

International filing date: 21 February 2005 (21.02.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: IT  
Number: MI2004A000383  
Filing date: 02 March 2004 (02.03.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 10 March 2005 (10.03.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

PCT/EP200 5 / 05 07 37

28 FEB 2005



# Ministero delle Attività Produttive

*Direzione Generale per lo Sviluppo Produttivo e la Competitività*

*Ufficio Italiano Brevetti e Marchi*

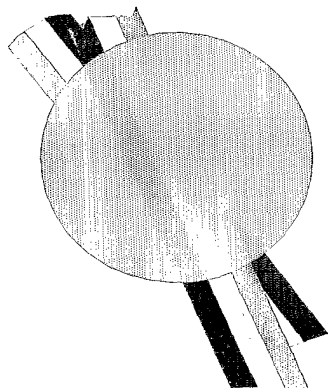
*Ufficio G2*



**Autenticazione di copia di documenti relativi alla domanda di brevetto per:  
INVENZIONE INDUSTRIALE N MI 2004 A 000383.**

Si dichiara che l'unità copia è conforme ai documenti originali  
depositati con la domanda di brevetto sopra specificata, i cui dati  
risultano dall'accluso processo verbale di deposito.

ROMA li..... 17 GEN 2005



IL FUNZIONARIO

..... *Giampietro Carlotta*

*Giampietro Carlotta*

# MODULO A (1/2)

AL MINISTERO DELLE ATTIVITA' PRODUTTIVE  
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI (U.I.B.M.)  
DOMANDA DI BREVETTO PER INVENZIONE INDUSTRIALE N°

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3



## A. RICHIEDENTE/I

COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE	A1	STMicroelectronics s.r.l.		
NATURA GIURIDICA (PF / PG)	A2	PG	COD. FISCALE PARTITA IVA	A3 00951900968
INDIRIZZO COMPLETO	A4	AGRATE BRIANZA (Milano)		
COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE	A1			
NATURA GIURIDICA (PF / PG)	A2		COD. FISCALE PARTITA IVA	A3
INDIRIZZO COMPLETO	A4			

## B. RECAPITO OBBLIGATORIO IN MANCANZA DI MANDATARIO

(D = DOMICILIO ELETTIVO, R = RAPPRESENTANTE)

COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE  
INDIRIZZO  
CAP/ LOCALITA'/PROVINCIA

B1  
B2  
B3

## C. TITOLO

C1

"Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione."



## D. INVENTORE/I DESIGNATO/I (DA INDICARE ANCHE SE L'INVENTORE COINCIDE CON IL RICHIEDENTE)

COGNOME E NOME	D1	ADRAGNA Claudio
NAZIONALITA'	D2	
COGNOME E NOME	D1	FAGNANI Mauro
NAZIONALITA'	D2	
COGNOME E NOME	D1	
NAZIONALITA'	D2	
COGNOME E NOME	D1	
NAZIONALITA'	D2	

## E. CLASSE PROPOSTA

SEZIONE	CLASSE	SOTTOCLASSE	GRUPPO	SOTTOGRUPPO
E1	E2	E3	E4	E5

## F. PRIORITA'

DERIVANTE DA PRECEDENTE DEPOSITO ESEGUITO ALL'ESTERO

STATO O ORGANIZZAZIONE	F1		Tipo	F2	
NUMERO DOMANDA	F3		DATA DEPOSITO	F4	
STATO O ORGANIZZAZIONE	F1		Tipo	F2	
NUMERO DOMANDA	F3		DATA DEPOSITO	F4	

## G. CENTRO ABILITATO DI RACCOLTA COLTURE DI MICROORGANISMI

G1

FIRMA DEL / DEI RICHIEDENTE / I

p.p. STMicroelectronics s.r.l.

Dr. Ing. MITTLER Enrico

# MODULO A (2/2)

## I. MANDATARIO DEL RICHIEDENTE PRESSO L'UIBM

LA/E SOTTOINDICATA/E PERSONA/E HA/HANNO ASSUNTO IL MANDATO A RAPPRESENTARE IL TITOLARE DELLA PRESENTE DOMANDA INNANZI ALL'UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI CON L'INCARICO DI EFFETTUARE TUTTI GLI ATTI AD ESSA CONNESSI, CONSAPEVOLE/I DELLE SANZIONI PREVISTE DALL'ART.76 DEL D.P.R. 28/12/2000 N.455.

NUMERO ISCRIZIONE ALBO E NOME:	I1	Iscr. No. 99 Dr. Ing. MITTLER Enrico; Iscr. No. 824 Dr. Ing. GATTI Enrico
DENOMINAZIONE STUDIO	I2	MITTLER & C. s.r.l.
INDIRIZZO	I3	Viale Lombardia, 20
CAP/ LOCALITÀ/PROVINCIA	I4	20131 MILANO
L. ANNOTAZIONI SPECIALI	L1	

## M. DOCUMENTAZIONE ALLEGATA O CON RISERVA DI PRESENTAZIONE

TIPO DOCUMENTO	N. Es. ALL.	N. Es. RIS.	N. PAG. PER ESEMPLARE
PROSPETTO A, DESCRIZ., RIVENDICAZ.	1		20
DISEGNI (OBBLIGATORI SE CITATI IN DESCRIZIONE)	1		03
DESIGNAZIONE D'INVENTORE	0	0	
DOCUMENTI DI PRIORITÀ CON TRADUZIONE IN ITALIANO	0	0	
AUTORIZZAZIONE O ATTO DI CESSIONE	0	0	

	(SI/NO)
LETTERA D'INCARICO	SI
PROCURA GENERALE	NO
RIFERIMENTO A PROCURA GENERALE	NO

### IMPORTO VERSATO ESPRESSO IN LETTERE

ATTESTATI DI VERSAMENTO

FOGLIO AGGIUNTIVO PER I SEGUENTI PARAGRAFI (BARRARE I PRESCELTI) DEL PRESENTE ATTO SI CHIEDE COPIA AUTENTICA? (SI/NO)  
SI CONCEDE ANTICIPATA ACCESSIBILITÀ AL PUBBLICO? (SI/NO)

Euro	Duecentonovantuno/80		
A	D	F	
SI			
NO			

DATA DI COMPILAZIONE

01/03/2004

FIRMA DEL/DEI RICHIEDENTE/I

p.p. STMicroelectronics s.r.l.

Dr. Ing. MITTLER Enrico

## VERBALE DI DEPOSITO

NUMERO DI DOMANDA	MI 2004 A 0 0 0 3 8 3		
C.C.I.A.A. DI	MILANO		COD. 15
IN DATA	02/03/2004	IL/I RICHIEDENTE/I SOPRAINDICATO/I HA/HANNO PRESENTATO A ME SOTTOSCRITTO	
LA PRESENTE DOMANDA, CORREDATA DI N. 00		FOGLI AGGIUNTIVI, PER LA CONCESSIONE DEL BREVETTO SOPRA RIPORTATO.	
N. ANNOTAZIONI VARIE DELL'UFFICIALE ROGANTE			
IL DEPOSITANTE	L'UFFICIALE ROGANTE CORTONESI MAURIZIO		

# PROSPETTO MODULO A

## DOMANDA DI BREVETTO PER INVENZIONE INDUSTRIALE

NUMERO DI DOMANDA:

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3

DATA DI DEPOSITO:

02 MAR. 2004

A. RICHIEDENTE/I COGNOME E NOME O DENOMINAZIONE, RESIDENZA O STATO ;

STMicroelectronics s.r.l.  
AGRATE BRIANZA (Milano)

### C. TITOLO

"Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione."

SEZIONE

CLASSE

SOTTOCLASSE

GRUPPO

SOTTOGRUPPO

### E. CLASSE PROPOSTA

#### O. RIASSUNTO

La presente invenzione si riferisce agli alimentatori a commutazione ed in particolare ad un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione.

In una sua forma di realizzazione il circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione ( $V_{cc}$ ) di un circuito di controllo (12) di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo (12) fornisce un segnale di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza comprende: un generatore ( $W_a$ ) di detta tensione di autoalimentazione ( $V_{cc}$ ); caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore comandato (T) in grado di connettere selettivamente detto generatore ( $W_a$ ) a detto circuito di controllo (12); ed un circuito di pilotaggio (SW2) di detto interruttore comandato (T) che fornisce un segnale di chiusura di detto interruttore comandato (T) dopo un ritardo di tempo prefissato ( $T_d$ ) a partire da detto comando di disattivazione. (Fig. 5).

#### P. DISEGNO PRINCIPALE

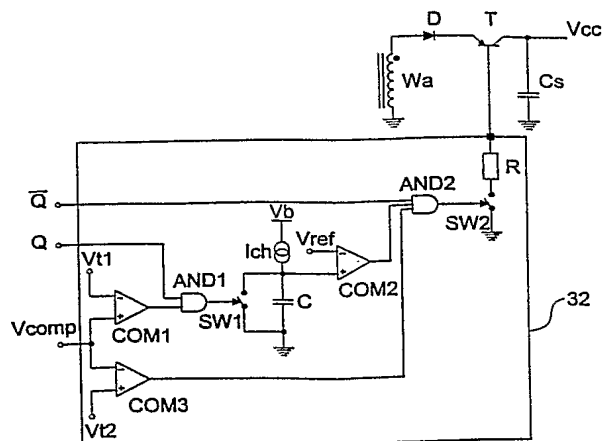


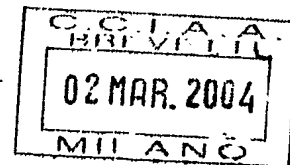
Fig.5

FIRMA DEL / DEI  
RICHIEDENTE / I

p.p. STMicroelectronics s.r.l.

Dr. Ing. MITTLER Enrico

DESCRIZIONE



dell'invenzione industriale avente per titolo:

"Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione."

a nome: STMicroelectronics s.r.l.

MI 2004 A0 00383

\* \* \* \*

La presente invenzione si riferisce agli alimentatori a commutazione ed in particolare ad un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione.

Più precisamente, si riferisce ad un metodo e ad un circuito, da realizzarsi completamente o parzialmente in forma integrata, applicabile ai circuiti integrati di controllo a modulazione di larghezza di impulso (PWM), utilizzati nei convertitori da rete.

In questi convertitori sono presenti un trasformatore ed un interruttore (tipicamente un MOSFET) che connette periodicamente un avvolgimento del trasformatore alla sorgente di ingresso, cioè ad una tensione di rete raddrizzata da un ponte a diodi e filtrata da un condensatore.

Nei convertitori occorre un circuito di controllo che determina i tempi di accensione e spegnimento del MOSFET in modo da fornire al carico la potenza richiesta, ad una tensione prefissata e stabilizzata. Queste funzioni vengono normalmente inglobate per la maggior parte in un circuito integrato insieme ad altre, che garantiscono un corretto funzionamento del convertitore anche nelle fasi di avvio e spegnimento, e per evitare guasti catastrofici se il convertitore viene portato a lavorare al di fuori delle condizioni di

funzionamento previste.

Per tutti questi motivi i circuiti integrati di controllo sono normalmente dotati della funzione normalmente chiamata Undervoltage Lockout (UVLO).

Un tipico circuito di cui sopra è riportato schematicamente in figura 1.

La tensione di rete  $V_{ac}$  è applicata tramite l'attivazione dell'interruttore SW ad un ponte di diodi 10, e quindi ad un condensatore di filtro  $C_f$ . La tensione  $V_{in}$ , ai capi del condensatore  $C_f$ , viene applicata al circuito di avvio 11, che nel caso più semplice è costituito da una resistenza, e fornisce una corrente  $I_s$ . La corrente  $I_s$  va a caricare un condensatore  $C_s$ . Al condensatore  $C_s$  è applicata anche la tensione proveniente da un secondario  $W_a$  del trasformatore dell'alimentatore, tramite una resistenza  $R_r$  ed un diodo D. Una frazione  $I_q$ , della corrente  $I_s$ , alimenta il circuito integrato di controllo 12. Essa è applicata sia al blocco UVLO 13, sia al circuito di pilotaggio 14 dell'alimentatore, che fornisce la tensione di comando  $V_g$  al MOSFET di potenza. Il blocco UVLO 13 comprende un comparatore 15 con isteresi che compara la tensione  $V_{cc}$  di alimentazione dello stesso, con una tensione di avvio  $V_{ss}$ . La tensione di uscita del comparatore 15 comanda un interruttore comandato SW1 che apre o chiude l'alimentazione del circuito di pilotaggio 14. La tensione  $V_{in}$  è la tensione che sarà applicata all'interruttore di potenza dell'alimentatore.

La rete di alimentazione  $V_{ac}$  viene applicata all'alimentatore chiudendo l'interruttore SW ed il condensatore di filtro  $C_f$  viene caricato in pochi millisecondi, alla tensione di picco di rete dando origine alla tensione  $V_{in}$ .

Il circuito di avvio 11 fornisce una corrente  $I_s$  che in parte carica il condensatore  $C_s$ , mentre una parte  $I_q$  viene assorbita dal circuito integrato di

controllo 12. L'assorbimento  $I_q$  di quest'ultimo in queste condizioni è molto piccolo in quanto il circuito UVLO 13 mantiene aperto l'interruttore SW1. La corrente fornita dal circuito di avvio 11 va quindi per la maggior parte a caricare il condensatore  $C_s$  incrementando la tensione  $V_{cc}$  ai suoi capi.

La tensione  $V_{cc}$  continua a salire fino a che raggiunge il valore di avvio  $V_{ss}$ , in un tempo variabile solitamente da alcune centinaia di millisecondi a qualche secondo. In tutto questo tempo il circuito di pilotaggio 14 rimane spento, e la sua tensione di uscita  $V_g$ , di pilotaggio del gate del MOSFET, rimane a zero. Appena la tensione  $V_{cc}$  raggiunge la tensione  $V_{ss}$ , il comparatore 15 chiude l'interruttore SW1, per cui la corrente  $I_q$  aumenta considerevolmente; il circuito di pilotaggio del MOSFET viene abilitato e l'attività dell'alimentatore ha inizio.

L'aumentato consumo del dispositivo non viene sostenuto dal circuito di avvio 11 per cui si assiste ad una rapida diminuzione di  $V_{cc}$ . Questo è il motivo per cui il comparatore del circuito UVLO 13 è dotato di isteresi. Per spegnere di nuovo il circuito di pilotaggio 14 e riportarsi nelle condizioni che sia avevano prima della partenza occorre che  $V_{cc}$  scenda al di sotto di una seconda soglia  $V_{stop} < V_{ss}$ , detta proprio di UVLO. In mancanza di questa isteresi si avrebbe una continua alternanza di accensioni e spegnimenti.

Nel frattempo, per effetto delle commutazioni del MOSFET, la tensione di uscita dell'alimentatore aumenta rapidamente e con essa la tensione, ad essa proporzionale, generata dall'avvolgimento  $W_a$ , accoppiato al trasformatore pilotato dal MOSFET. L'avvolgimento  $W_a$ , la resistenza  $R_r$ , il diodo  $D$  ed il condensatore  $C_s$ , costituiscono il circuito comunemente indicato col nome di autoalimentazione, a cui è demandato il compito di sostenere il

funzionamento del circuito integrato a regime. Il numero di spire dell'avvolgimento  $W_a$  è da scegliere opportunamente in modo che la tensione da esso generata sia maggiore di  $V_{stop}$ , ed il condensatore  $C_s$  è da scegliere opportunamente in modo che la tensione generata dall'avvolgimento  $W_a$  diventi maggiore della tensione  $V_{stop}$  prima che la tensione  $V_{cc}$  diventi minore della tensione  $V_{stop}$ .

La presenza della soglia di tensione  $V_{stop}$  assicura anche un funzionamento definito e sicuro in fase di spegnimento. Infatti, aprendo l'interruttore SW l'alimentatore viene alimentato a spese della carica presente nel condensatore  $C_f$ , per cui la sua tensione crolla rapidamente. Non appena questa diventa insufficiente a mantenere l'alimentatore attivo con il carico applicato in quel momento, la tensione di uscita diminuirà rapidamente e, con essa,  $V_{cc}$ , fino a scendere al di sotto della tensione  $V_{stop}$ . Non appena ciò accade il circuito di pilotaggio 14 viene spento,  $I_q$  ritorna al suo valore iniziale molto basso,  $V_g$  va a zero ed il MOSFET si spegne.

Idealmente, la tensione generata dell'avvolgimento  $W_a$ , presente ai capi del condensatore  $C_s$ , è agganciata attraverso il rapporto spire del trasformatore, alla tensione regolata di uscita ed è pertanto anch'essa mantenuta regolata dal sistema di regolazione. Nel funzionamento reale ciò risulta abbastanza prossimo al vero, al variare della tensione di ingresso dell'alimentatore, mentre la situazione è molto diversa al variare del carico.

Ciò è principalmente dovuto ai parametri parassiti del trasformatore, per effetto dei quali a carico elevato la tensione sale molto più del previsto per effetto dei picchi presenti sui fronti positivi della tensione su  $W_a$ , mentre a carico basso o nullo, dove i picchi sono molto inferiori ed il carico su  $W_a$



rappresentato dal circuito integrato di controllo 12, può anche essere maggiore di quello d'uscita, la tensione diminuisce notevolmente al di sotto del valore atteso.

Nei più moderni circuiti integrati di controllo 12, ciò è accentuato dall'adozione di alcune tecniche speciali mirate alla minimizzazione dei consumi dell'alimentatore a bassi carichi in modo da agevolare la conformità alle più recenti regolamentazioni riguardanti la riduzione dei consumi delle apparecchiature in condizioni non operative (per esempio EnergyStar, Energy2000, Blue Angel, etc.). Tali tecniche comportano, sostanzialmente, la riduzione della frequenza operativa dell'alimentatore a carico minimo o nullo, per cui l'energia che  $W_a$  è in grado di trasferire è diminuita.

Un altro problema è rappresentato dal fatto che la tensione  $V_{cc}$  non può superare un determinato valore  $V_{ccmax}$  per questioni legate alla tecnologia del circuito integrato di controllo 12 che impongono dei limiti alla tensione ad esso applicabile ed, allo stesso tempo, in condizioni di carico minimo o nullo,  $V_{cc}$  deve mantenersi maggiore di  $V_{stop}$ , pena il funzionamento intermittente del sistema. Le variazioni della tensione generata da  $W_a$  devono essere quindi contenute, con qualche margine di sicurezza, entro l'intervallo  $V_{stop} - V_{ccmax}$ .

Inoltre, in condizioni di corto circuito, i picchi generati su  $W_a$  sono particolarmente elevati e possano essere sufficientemente energetici da sostenere la  $V_{cc}$  al di sopra di  $V_{stop}$ , laddove, idealmente, la tensione generata da  $W_a$  dovrebbe essere prossima a zero.

Per contenere il fenomeno della tensione troppo alta a carico massimo e assicurare il funzionamento intermittente in condizioni di corto circuito, oltre

ad ottimizzare le modalità costruttive del trasformatore, solitamente si usa la resistenza  $R_r$  in serie al diodo  $D$  allo scopo di smussare i picchi. Talvolta, si usa in alternativa un piccolo induttore. Tuttavia, entrambe le soluzioni accentuano la diminuzione di  $V_{cc}$  a carico minimo o nullo. Anche ottimizzando il valore di tale resistore o induttore (usando cioè il valore minimo) in modo da assicurare un funzionamento in condizioni di sicurezza sia a carico massimo ( $V_{cc} < V_{ccmax}$ ) sia in cortocircuito ( $V_{cc} < V_{stop}$ ), difficilmente si riesce a soddisfare la condizione  $V_{cc} > V_{stop}$  a carico minimo o nullo. Per risolvere quest'ultimo problema si aggiunge allora un carico zavorra all'alimentatore in modo tale da contrastare la diminuzione di  $V_{cc}$ . Questo, però, peggiora l'efficienza del sistema e, soprattutto, rende praticamente impossibile soddisfare le varie EnergyStar, Energy2000, Blue Angel, ecc.

Lo stesso discorso vale anche per altre soluzioni circuitali esterne volte a minimizzare l'effetto dei picchi. In tutte, il soddisfare le condizioni  $V_{cc} < V_{ccmax}$  a pieno carico e  $V_{cc} < V_{stop}$  in corto circuito, rende oltremodo difficile soddisfare anche la condizione  $V_{cc} > V_{stop}$  a carico minimo o nullo.

Per minimizzare gli effetti delle variazioni di  $V_{cc}$  è quello di estendere il più possibile l'intervallo  $V_{stop} - V_{ccmax}$ . Tuttavia, se  $V_{ccmax}$  è sufficientemente elevata non è difficile soddisfare la condizione a carico zero aumentando il numero di spire di  $W_{aux}$  il che però, a carico elevato, produce una tensione elevata che, se pur tollerabile dal circuito integrato, può facilmente porre problemi di dissipazione di potenza al suo interno (pari al prodotto  $V_{cc} \cdot I_q$ ), senza contare il fatto che una  $V_{ccmax}$  elevata comporta

l'uso di tecnologie costose. Se  $V_{stop}$  è molto bassa (compatibilmente coi limiti di sicurezza per il pilotaggio dei MOSFET) sarà più facile rispettare la condizione a carico zero, però sarà difficile rispettare la condizione sul corto circuito.

Per migliorare la stabilità della tensione  $V_{cc}$ , una possibile soluzione è quella mostrata in figura 2. Al trasformatore  $W_a$  è connesso l'emettitore di un transistor  $T$  di tipo PNP, la sua base è connessa a massa per mezzo di una resistenza  $R$ . Tra la base e l'emettitore del transistor  $T$  è connesso un condensatore  $C$ . Il collettore del transistor  $T$  è connesso all'anodo di un diodo  $D$ , il cui catodo è connesso al condensatore  $C_s$  di livellamento e quindi al circuito integrato di controllo 12.

Sui fronti positivi della tensione generata da  $W_{aux}$  il condensatore  $C$  filtra i picchi.

Questo sistema stabilizza efficacemente la  $V_{cc}$  a partire da carichi bassi fino a pieno carico e fa in modo che la condizione  $V_{cc} < V_{stop}$  in corto circuito per il convertitore possa essere facilmente ottenuta. A carico molto basso o nullo, però, non riesce a mantenere stabile la  $V_{cc}$ , che diminuisce considerevolmente, peggio che nel caso del circuito di figura 1. Infatti, il transistor  $T$  introduce una caduta di tensione addizionale ( $V_{cesat}$ ) e, soprattutto, maschera in parte o del tutto il tratto orizzontale della tensione di  $W_{aux}$  ormai brevissimo. Al contrario di quanto accade a pieno carico, in queste condizioni gli impulsi, seppure piccoli, darebbero una piccola aggiunta di energia in grado di contrastare, almeno in parte, la tendenza di  $V_{cc}$  a diminuire.

In vista dello stato della tecnica descritto, scopo della presente

invenzione è quello di provvedere ad un circuito che non abbia gli inconvenienti dell'arte nota, ed in particolare sia in grado di minimizzare le variazioni della tensione di autoalimentazione dei circuiti di controllo.

In accordo con la presente invenzione, tale scopo viene raggiunto mediante un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo fornisce un segnale di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza comprendente: un generatore di detta tensione di autoalimentazione; caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore comandato in grado di connettere selettivamente detto generatore a detto circuito di controllo; ed un circuito di pilotaggio di detto interruttore comandato che fornisce un segnale di chiusura di detto interruttore comandato dopo un ritardo di tempo prefissato a partire da detto comando di disattivazione.

Tale scopo viene anche raggiunto mediante un alimentatore a commutazione comprendente un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione del circuito di controllo di un alimentatore a commutazione in accordo alla rivendicazione 1.

Inoltre, tale scopo viene raggiunto mediante un metodo per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo fornisce un segnale di comando di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza caratterizzato dal fatto di connettere selettivamente il secondario del trasformatore di detto alimentatore a commutazione a detto circuito di controllo dopo un ritardo di tempo prefissato a partire da detto comando di



disattivazione.

Grazie alla presente invenzione è possibile realizzare un circuito in grado di minimizzare le variazioni della tensione di autoalimentazione dei circuiti di controllo che garantisce la sicurezza di funzionamento in condizioni di cortocircuito ( $V_{cc} < V_{stop}$ ), che facilita il raggiungimento della conformità alle regolamentazioni sui consumi delle apparecchiature a carico minimo o nullo ( $V_{cc} > V_{stop}$ ), che semplifica la costruzione del trasformatore e dell'avvolgimento ausiliario, ed in grado di proteggere dai sovraccarichi in uscita, ossia in grado di spegnere il convertitore quando il sovraccarico dura per un tempo più lungo di un valore prestabilito.

Le caratteristiche ed i vantaggi della presente invenzione risulteranno evidenti dalla seguente descrizione dettagliata di una sua forma di realizzazione pratica, illustrata a titolo di esempio non limitativo negli uniti disegni, nei quali:

la figura 1 mostra in modo schematico parte di un circuito integrato di controllo di un alimentatore a commutazione in accordo all'arte nota;

la figura 2 mostra in modo schematico un circuito in grado di minimizzare le variazioni della tensione di autoalimentazione dei circuiti integrati di controllo;

la figura 3 mostra in modo schematico un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione di un circuito di controllo di un alimentatore a commutazione;

la figura 4 mostra un diagramma temporale ove sono riportati i segnali principali relativi al diagramma a blocchi di figura 3;

la figura 5 mostra una possibile realizzazione dello schema a blocchi di

figura 3;

la figura 6 mostra in un diagramma i risultati delle prestazioni dei circuiti di figura 1, 2 e 5.

La figura 3 mostra il trasformatore TR di un alimentatore a commutazione alimentato dalla tensione  $V_{in}$ , e connesso ad un transistor di potenza TP. Un terminale del secondario  $W_a$  del trasformatore TR è connesso ad un interruttore comandato SW, quindi ad un diodo D e ad un terminale di un condensatore Cs. La tensione ai capi del condensatore Cs è la tensione  $V_{cc}$  di alimentazione del circuito integrato di controllo 12.

Il circuito integrato di controllo 12 comprende un circuito 30 di gestione dello stesso a cui è connesso un circuito FLIP-FLOP 31 che fornisce il segnale di comando Q (e Q-negato) di pilotaggio del transistor TP. I segnali Q e Q-negato sono forniti ad un circuito di ritardo 32. A tale circuito è anche fornito un segnale  $V_{comp}$ .

La tensione  $V_{comp}$  è la tensione all'uscita dell'amplificatore d'errore, utilizzato nell'alimentatore, e che viene comunemente indicata come "tensione di controllo", in quanto essa controlla l'alimentatore determinando i valori dei tempi di accensione e spegnimento del transistor di potenza TP. Detta tensione, entro i limiti della sua dinamica, è proporzionale al carico applicato all'alimentatore e pertanto viene assunta quale segnale indicativo delle condizioni di carico. Altre tensioni indicative delle condizioni del carico in uscita dell'alimentatore possono essere utilizzate. In seguito all'aumento del carico la tensione  $V_{comp}$  aumenta, ed in seguito alla diminuzione del carico, la tensione  $V_{comp}$  diminuisce.

Il circuito di ritardo 32 fornisce la tensione di comando 33

dell'interruttore SW.

Verrà ora descritto il funzionamento del circuito rappresentato in figura 3 con l'aiuto dei diagrammi temporali di figura 4, dove sono rappresentati i segnali Q e Q-negato, la tensione  $V_{comp}$ , il tempo di ritardo  $T_d$ , e l'apertura O e la chiusura C dell'interruttore SW.

Lo scopo del circuito di figura 3 è quello di pilotare l'interruttore SW, posto in serie all'avvolgimento ausiliario  $W_a$ , in contrapposizione di fase con il transistor di potenza TP e ritardandone l'accensione, rispetto allo spegnimento del transistor di potenza TP stesso, di un tempo asservito ad un segnale rappresentativo delle condizioni di carico del convertitore in modo che detto ritardo sia minimo o nullo quando il suddetto segnale indica un carico inferiore ad un valore predeterminato  $V_{t1}$  e che assuma degli opportuni valori in modo da mascherare gli impulsi di  $W_a$  quando il segnale suddetto indica un carico maggiore di detto valore.

Opzionalmente, si può prevedere che quando il segnale rappresentativo del carico del convertitore indica una condizione di sovraccarico ( $V_{comp} > V_{t2}$ ) l'interruttore SW possa non essere acceso. Ciò consentirebbe di spegnere il convertitore dopo un tempo pari a quello necessario alla tensione  $V_{cc}$  per diminuire al di sotto della tensione  $V_{stop}$ . Sovraccarichi che durano meno di questo tempo lascerebbero, invece, il convertitore sempre acceso.

Questo consente di estendere la protezione anche a quelle situazioni di sovraccarico che non sono dei cortocircuiti veri e propri, in cui la tensione di uscita perde la regolazione per effetto dei circuiti di limitazione di corrente, facendo diminuire di conseguenza anche la tensione  $V_{cc}$  ma non al di sotto di  $V_{stop}$ , per cui il funzionamento del convertitore non diventa intermittente. In

queste condizioni, seppure la potenza sia limitata, le correnti di uscita possono essere molto maggiori di quella massima in normale esercizio. Se gli stadi di uscita non sono dimensionati termicamente per sopportare questa condizione vanno contro ad una distruzione dopo breve tempo. Si capisce come una protezione di tale tipo aumenti la sicurezza di funzionamento e consenta di dimensionare gli stadi di uscita senza dovere tenere conto di condizioni anomale.

Per quanto riguarda l'implementazione pratica, sarebbe desiderabile che questa fosse realizzata all'interno del circuito integrato di controllo. In linea di principio l'integrazione potrebbe essere totale, cioè anche l'interruttore SW potrebbe essere integrato. In quest'ipotesi si pongono alcuni problemi. Occorrono due pin del dispositivo disponibili, uno da connettere ad un estremo dell'avvolgimento  $W_a$  e l'altro, che sarebbe il pin di alimentazione del chip, sarebbe connesso al condensatore  $C_s$ . Il pin da connettere a  $W_a$  può assumere una tensione anche di alcune decine di volt negativi rispetto a massa, per cui o è necessario che il pin sia strutturato in modo da sostenere queste forti tensioni negative o occorre interporre un diodo (col catodo rivolto verso il pin) che isoli il pin quando la tensione su  $W_a$  è negativa. La corrente che scorre attraverso SW è di tipo impulsivo; anche se il suo valore medio non supera alcuni mA, essa scorre per una frazione piuttosto piccola del ciclo per cui il valore impulsivo può essere anche di molto maggiore. Ne consegue che SW deve essere in grado di sopportare la corrente impulsiva con una caduta di tensione minima e le sue dimensioni potrebbero essere tutt'altro che trascurabili.

Questi problemi vanno valutati alla luce della disponibilità di pin e delle



tecnologie impiegate sul silicio per determinarne l'impatto sulle dimensioni del chip e, in altri termini, sul costo.

Un altro approccio potrebbe prevedere che l'interruttore SW sia esterno al circuito integrato e che quest'ultimo abbia un pin dedicato al pilotaggio dell'interruttore. Sicuramente quest'approccio, pur necessitando di due componenti esterni addizionali, è meno impegnativo per il silicio del circuito integrato e potrebbe rivelarsi economicamente più conveniente.

L'interruttore potrebbe essere un qualsiasi transistor BJT o FET. Con i BJT, è più conveniente l'uso di un PNP: con l'NPN si avrebbe una caduta pari ad almeno una  $V_{be}$ , mentre col PNP si avrebbe solo una  $V_{cesat}$ . Equivalentemente, si potrebbe adoperare un JFET a canale N o un MOSFET (ad arricchimento) a canale P (il JFET a canale P o il MOSFET a canale N richiederebbero la presenza di una tensione maggiore di  $V_{cc}$ , il che potrebbe essere una scomoda complicazione). Nel seguito, a titolo di esempio non limitativo, si utilizzerà per comodità un BJT di tipo PNP.

La relazione fra il ritardo all'accensione introdotto  $T_d$  e  $V_{comp}$  può essere di qualsiasi tipo purché  $T_d$  sia minimo o nullo a carico basso, ossia quando  $V_{comp}$  è inferiore ad una soglia  $V_{t1}$ . Opzionalmente l'accensione di SW2 potrebbe essere inibita in condizioni di sovraccarico, ossia quando  $V_{comp}$  è superiore ad una soglia  $V_{t2}$ . Nell'intervallo  $V_{t1}-V_{t2}$ ,  $T_d$  può essere costante o, più in generale, funzione non decrescente di  $V(COMP)$ .

In figura 5 è mostrata una possibile realizzazione pratica del circuito di ritardo 32.

Il trasformatore  $W_a$  è connesso all'anodo di un diodo D il cui catodo è connesso all'emettitore di un transistor T di tipo PNP, la sua base è

comandata dal circuito di ritardo 32. In particolare è connessa ad una resistenza  $R$  e quindi ad un interruttore comandato  $SW2$  connesso a massa. Il collettore del transistor  $T$  è connesso al condensatore  $C_s$  di livellamento che fornisce la tensione  $V_{cc}$  al circuito integrato di controllo 12.

Il segnale  $Q$ -negato è connesso ad una prima porta del circuito  $AND2$ , la cui uscita comanda l'interruttore  $SW2$ , se il segnale di uscita è alto chiude l'interruttore  $SW2$ , se il segnale è basso apre l'interruttore  $SW2$ .

Il segnale  $Q$  è connesso ad una prima porta del circuito  $AND1$ , la cui uscita comanda un interruttore comandato  $SW1$ . L'interruttore  $SW1$ , su comando, corto circuita un condensatore  $C$ , posto in parallelo ad esso. Il condensatore  $C$  ha un primo terminale connesso a massa ed un secondo terminale connesso ad un generatore di corrente  $I_{ch}$  alimentato dalla tensione  $V_b$ .

Opzionalmente, il generatore di corrente  $I_{ch}$  fornisce una corrente dipendente dal valore della tensione  $V_{comp}$ .

Il secondo terminale del condensatore  $C$  è anche connesso ad un ingresso non invertente di un comparatore  $COM2$ , la cui uscita è connessa ad una seconda porta del circuito  $AND2$ , all'ingresso invertente del comparatore  $COM2$  è connessa una tensione di riferimento  $V_{ref}$ .

Il segnale  $V_{comp}$  è connesso all'ingresso non invertente di un comparatore  $COM1$ , all'ingresso invertente del comparatore  $COM1$  è applicata una tensione di riferimento  $V_{t1}$ , la sua uscita è connessa alla seconda porta del circuito  $AND1$ .

Opzionalmente, è presente un comparatore  $COM3$  che al suo ingresso invertente è applicato il segnale  $V_{comp}$ , e al suo ingresso non invertente è

applicata una tensione di riferimento  $V_{t2}$ , e la sua uscita è connessa ad una terza porta del circuito AND2.

Assumendo che  $V_{t1} < V_{comp} < V_{t2}$ , cosicché le uscite dei comparatori COM1 e COM3 sono alte, si può osservare che al momento dell'accensione del transistor TP, cioè quando Q va alto e Q-negato va basso, l'interruttore SW2 viene aperto immediatamente dall'uscita bassa della porta AND2 che lo comanda, con ciò aprendo la base di T e spegnendolo. Contemporaneamente, Q alto chiude l'interruttore SW1 scaricando rapidamente il condensatore di temporizzazione C e fa sì che l'uscita del comparatore COM2 vada bassa. Non appena l'anello di controllo comanda lo spegnimento del transistor TP, cioè appena Q va basso e Q-negato va alto, SW1 viene aperto ed il generatore di corrente  $I_{ch}$  comincia a caricare il condensatore C con una corrente eventualmente dipendente dal valore di  $V_{comp}$ . L'uscita di AND2 rimane bassa fino a che la tensione su C non ha raggiunto il valore di riferimento  $V_{ref}$ , allorché COM2 commuta e la sua uscita va alta, con ciò determinando la chiusura di SW2 e quindi l'accensione di T con un ritardo  $T_d$  pari a:

$$T_d = \frac{V_{ref}}{I_{ch}} C$$

Se  $V_{comp} < V_{t1}$  l'uscita di COM1 è bassa, per cui anche l'uscita di AND1 è bassa, indipendentemente dallo stato di Q. SW1 è quindi sempre aperto ed il generatore  $I_{ch}$  carica C fino alla tensione  $V_b > V_{ref}$ . L'uscita di COM2 è allora sempre alta, per cui il ritardo è eliminato e SW2 è comandato direttamente da Q-negato.

Se  $V_{comp} > V_{t2}$  l'uscita di COM3 è bassa per cui l'uscita di AND2 è bassa, indipendentemente dallo stato degli altri ingressi e SW2 rimane sempre

aperto, con ciò lasciando anche T sempre aperto. Di conseguenza  $V_{cc}$  decadrà con una velocità dipendente dal condensatore  $C_s$  e dal consumo del circuito integrato di controllo 12. Appena si ha  $V_{cc} < V_{stop}$ , il circuito integrato di controllo 12 si spegne. Il consumo dell'alimentatore diminuisce per cui, per effetto della corrente fornita dal circuito di avvio,  $V_{cc}$  ricomincia ad aumentare finché supera  $V_{start}$ , ed il circuito integrato di controllo 12 si riaccende ed il convertitore riparte. Se il sovraccarico è ancora presente  $V_{comp}$  si riporta al di sopra di  $V_{t2}$  e si ripete il ciclo prima detto. Ne risulta, dunque, un funzionamento intermittente, con conseguente drastica riduzione della potenza media in gioco e dello stress degli stadi di uscita del convertitore. Inoltre, se il sovraccarico venisse rimosso, dato che il convertitore prova continuamente a ripartire, il sistema sarebbe in grado di riprendere il normale funzionamento senza interventi dall'esterno.

E' evidente che, se  $V_{comp}$  dovesse ritornare al di sotto di  $V_{t2}$  prima che  $V_{cc} < V_{stop}$ , il transistor T ricomincerebbe ad essere pilotato e la  $V_{cc}$  verrebbe rapidamente ripristinata al suo valore nominale, senza interruzione nel funzionamento, dando così immunità al sistema ai brevi sovraccarichi accidentali.

Le prestazioni del circuito di figura 5 sono state valutate e confrontate nello stesso sistema (un convertitore flyback da 30W con tensione di ingresso universale) con quelle dei circuiti riportati nelle figure 1 e 2 mediante delle simulazioni. I risultati sono riassunti nei diagrammi di figura 6, che riportano la tensione  $V_{cc}$  generata dal sistema di autoalimentazione in funzione del carico, normalizzato al suo valore nominale. Le prestazioni del circuito di figura 1, mostrate dalla curva con i rombi bianchi, dà luogo alla variazione più



consistente, mentre quelle di figura 2, mostrate dalla curva con i rombi neri, sono buone fino ad un carico di circa il 2% del carico nominale, dopo di che la tensione  $V_{cc}$  decade drammaticamente, anche al di sotto di quella generata dal circuito di figura 1. Entrambi non riescono a mantenere la tensione al di sopra della soglia di spegnimento del circuito integrato di controllo per valori di carico inferiori allo 0,5% del carico nominale.

Con il circuito di figura 5, le cui prestazioni sono mostrate dalla curva con le stelle, la variazione di  $V_{cc}$  è dell'ordine di 1V fino ad un carico dello 0,1% del carico nominale.

## RIVENDICAZIONI

1. Circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione ( $V_{cc}$ ) di un circuito di controllo (12) di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo (12) fornisce un segnale di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza comprendente: un generatore ( $W_a$ ) di detta tensione di autoalimentazione ( $V_{cc}$ ); caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore comandato (T) in grado di connettere selettivamente detto generatore ( $W_a$ ) a detto circuito di controllo (12); ed un circuito di pilotaggio (SW2) di detto interruttore comandato (T) che fornisce un segnale di chiusura di detto interruttore comandato (T) dopo un ritardo di tempo prefissato ( $T_d$ ) a partire da detto comando di disattivazione.

2. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto di comprendere un circuito generatore ( $I_{ch}$ , C, SW1) che genera detto ritardo di tempo prefissato.

3. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto che detto circuito generatore ( $I_{ch}$ , C, SW1) genera detto ritardo di tempo prefissato in modo proporzionale ad una tensione ( $V_{comp}$ ) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione.

4. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto di comprendere un primo comparatore (COM1) che confronta una tensione ( $V_{comp}$ ) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione con una prima tensione di riferimento ( $V_{t1}$ ), detto ritardo di tempo prefissato ( $T_d$ ) è sostanzialmente nullo quando detta tensione ( $V_{comp}$ ) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione è inferiore a detta prima tensione di riferimento ( $V_{t1}$ ).

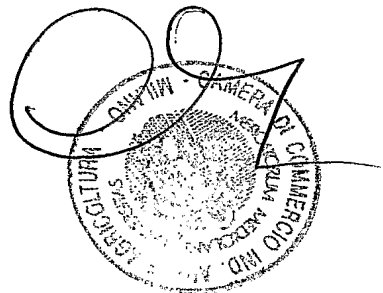
5. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto di comprendere un secondo comparatore (COM2) che confronta una tensione ( $V_{comp}$ ) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione con una seconda tensione di riferimento ( $V_{t2}$ ), detto interruttore comandato (T) rimane aperto quando detta tensione ( $V_{comp}$ ) proporzionale al carico di detto alimentatore a commutazione è superiore a detta seconda tensione di riferimento ( $V_{t2}$ ).

6. Circuito in accordo alla rivendicazione 1 caratterizzato dal fatto che detto circuito di pilotaggio (12) di detto interruttore comandato (T) fornisce un segnale di apertura di detto interruttore comandato (T) a partire da detto comando di attivazione.

7. Alimentatore a commutazione comprendente un circuito per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione del circuito di controllo di un alimentatore a commutazione in accordo alla rivendicazione 1.

8. Metodo per ridurre le variazioni della tensione di autoalimentazione ( $V_{cc}$ ) di un circuito di controllo (12) di un alimentatore a commutazione dove detto circuito di controllo (12) fornisce un segnale di comando di attivazione o disattivazione di un transistor di potenza caratterizzato dal fatto di connettere selettivamente il secondario del trasformatore ( $W_a$ ) di detto alimentatore a commutazione a detto circuito di controllo (12) dopo un ritardo di tempo prefissato ( $T_d$ ) a partire da detto comando di disattivazione.

Dr. Ing. Enrico Mittler



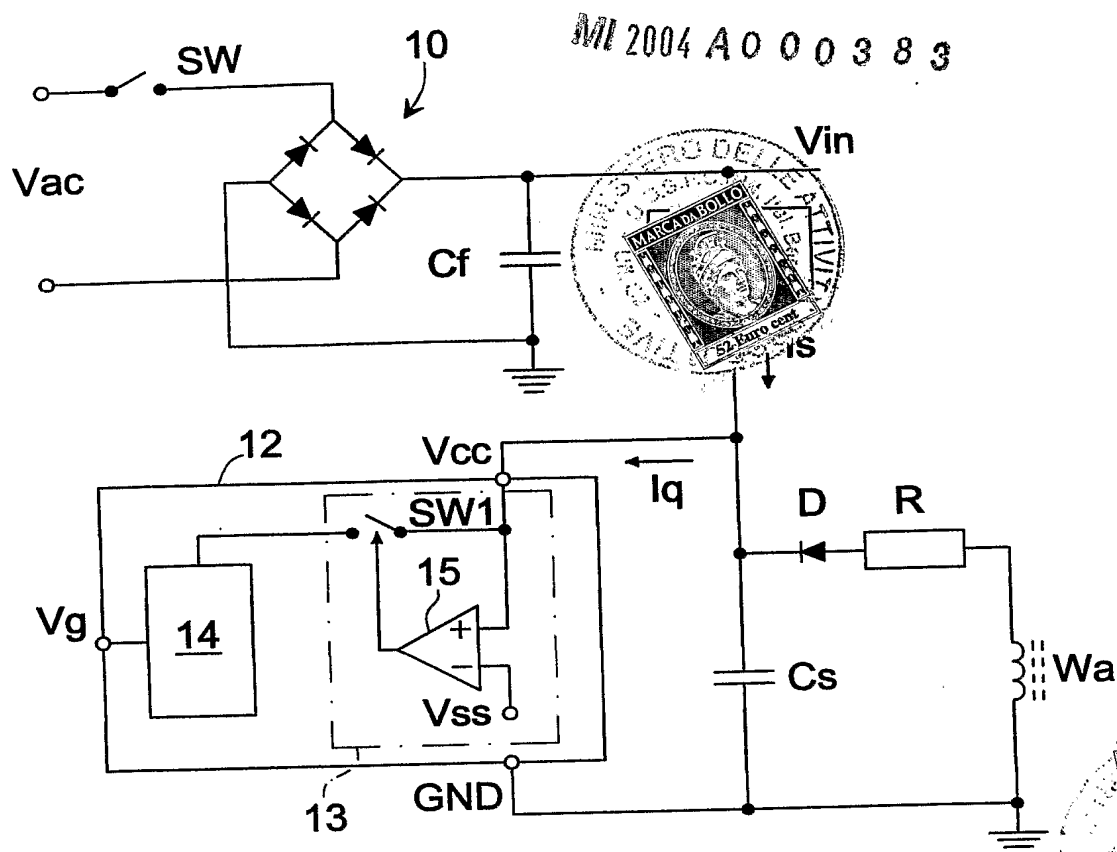


Fig.1

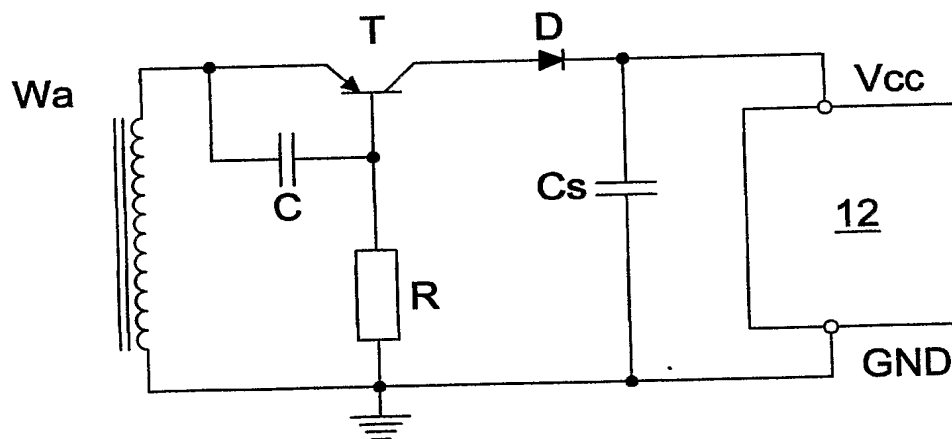
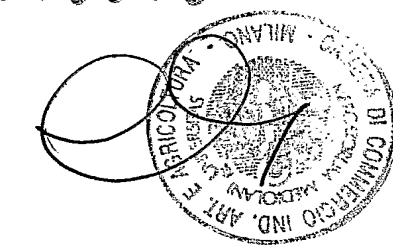


Fig.2



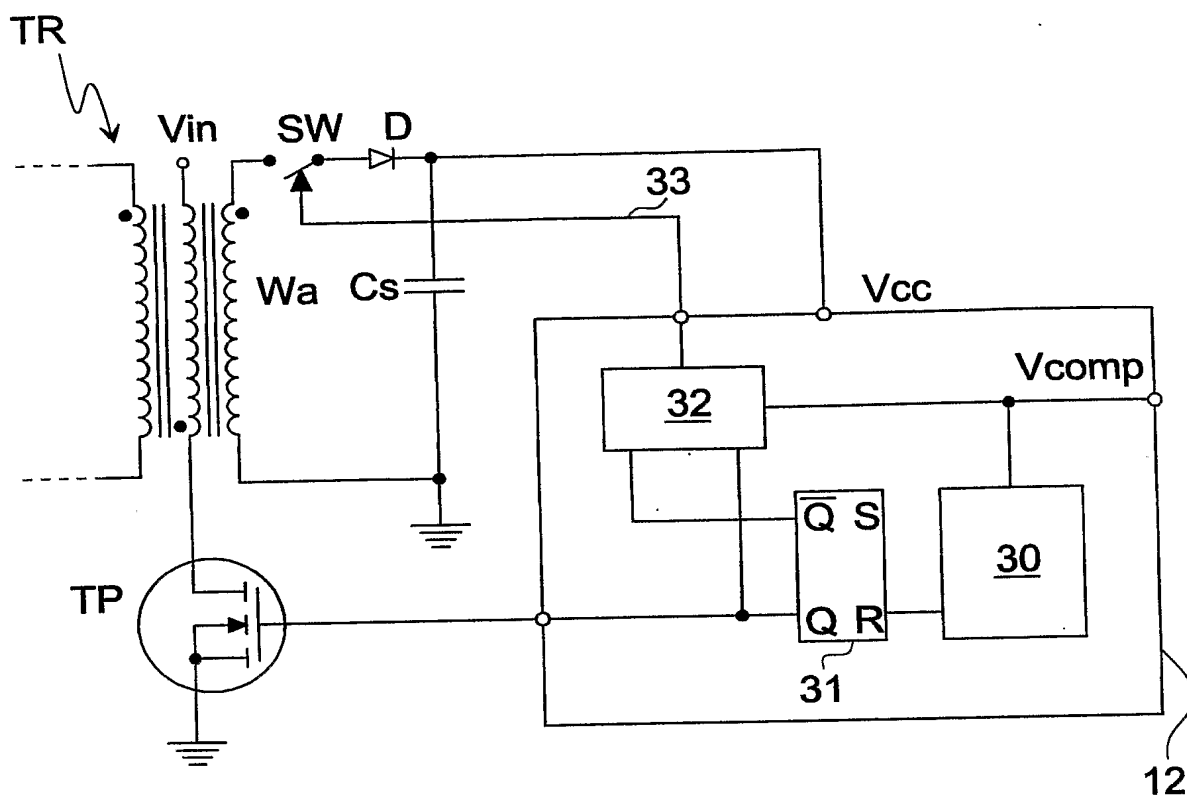


Fig.3

MI 2004 A 0 0 0 3 8 3

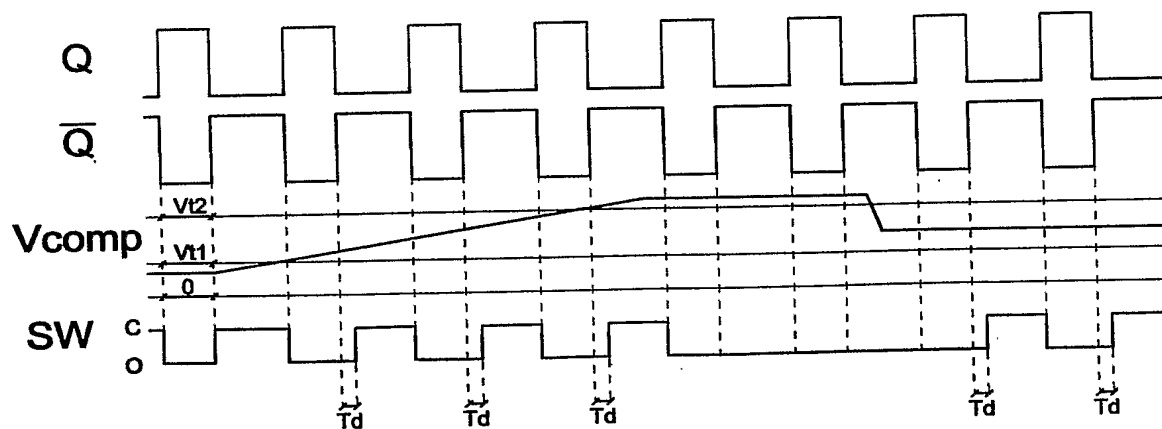
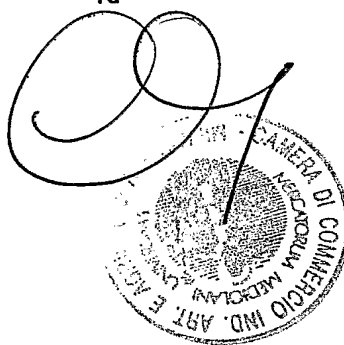
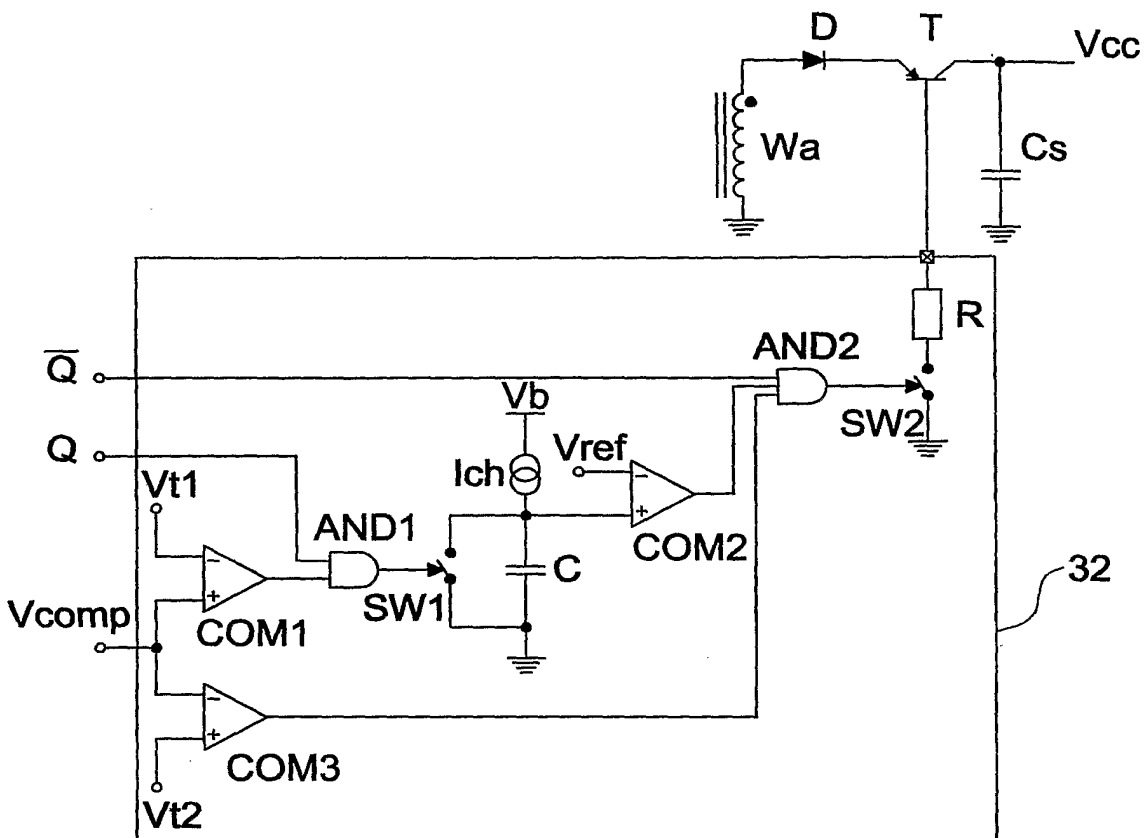


Fig.4

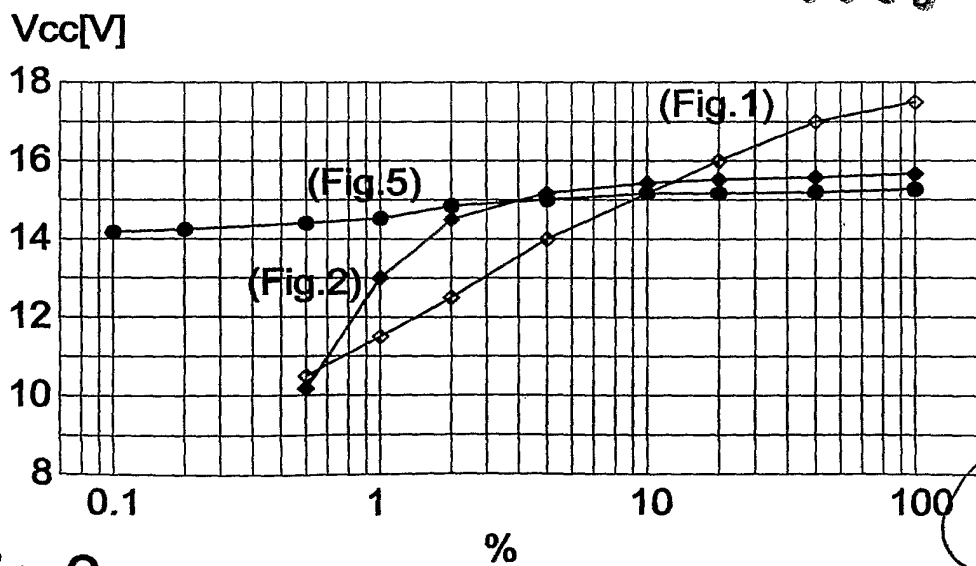
MI 2004 A 0 0 0 3 8 3



Dr. Ing. Enrico Mittler



**Fig.5**



**Fig.6**